



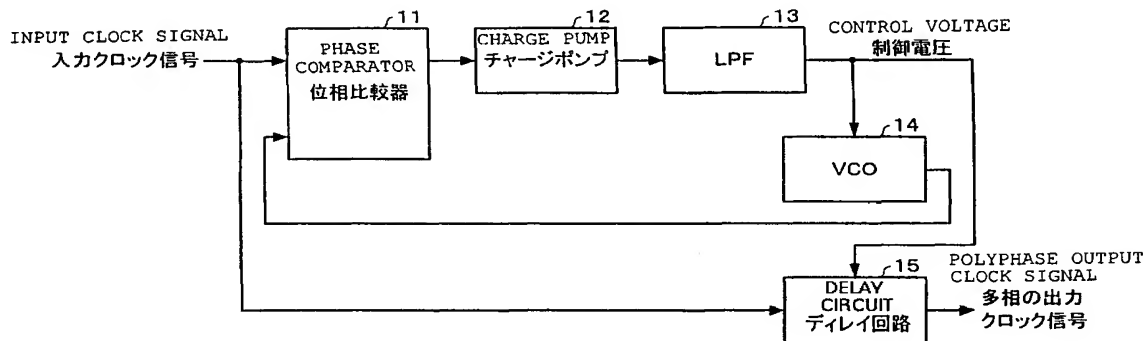
PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

<p>(51) 国際特許分類7 H03K 5/15, G06F 1/04</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO00/65717</p> <p>(43) 国際公開日 2000年11月2日(02.11.00)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP00/02769</p> <p>(22) 国際出願日 2000年4月27日(27.04.00)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平11/119647 1999年4月27日(27.04.99) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) セイコーエプソン株式会社 (SEIKO EPSON CORPORATION)[JP/JP] 〒163-0811 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ) 薄井敏正(USUI, Toshimasa)[JP/JP] 〒392-8502 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内 Nagano, (JP)</p> <p>(74) 代理人 井上 一, 外(INOUE, Hajime et al.) 〒167-0051 東京都杉並区荻窪5丁目26番13号 荻窪TMビル2階 Tokyo, (JP)</p>	<p>(81) 指定国 CN, JP, KR, US</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>	

(54)Title: **CLOCK GENERATION CIRCUIT, SERIAL/PARALLEL CONVERTER AND PARALLEL/SERIAL CONVERTER, AND SEMICONDUCTOR DEVICE**

(54)発明の名称 クロック生成回路、シリアル／パラレル変換装置及びパラレル／シリアル変換装置並びに半導体装置



(57) Abstract

A clock generation circuit generates a polyphase output clock signal which can immediately follow a change of the period of an input clock signal. The clock generation circuit is provided with a voltage-controlled oscillator (14) for generating an output signal whose frequency varies with a control voltage, a phase comparator (11) for comparing the phase of the input clock signal and that of the output signal of the voltage-controlled oscillator and measuring the phase difference, a control-voltage generation circuit (12, 13) for generating a clock voltage that corresponds to the phase difference, and a variable delay circuit (15) for delaying the input clock signal according to the control signal and thereby generating the polyphase output clock signal.

(57)要約

入力クロック信号の周期が変化しても、その変化に直ちに追従した多相の出力クロック信号を生成するクロック生成回路である。このクロック生成回路は、制御電圧に従って周波数が変化する出力信号を発生する電圧制御発振器(14)と、入力クロック信号の位相と電圧制御発振器の出力信号の位相とを比較し、その位相差を検出する位相比較器(11)と、前記位相差に対応する制御電圧を生成する制御電圧生成回路(12, 13)と、制御電圧に従って入力クロック信号を遅延させることにより、多相の出力クロック信号を発生する可変遅延回路(15)とを有する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AG	アンティグア・バーブーダ	DZ	アルジェリア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AL	アルバニア	EE	エストニア	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LK	スリ・ランカ	SG	シンガポール
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AU	オーストラリア	FR	フランス	LS	レソト	SK	スロヴァキア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BB	バルバドス	GD	グレナダ	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BE	ベルギー	GE	グルジア	MA	モロッコ	TD	チャード
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MC	モナコ	TG	トーゴ
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BJ	ベナン	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TM	トルクメニスタン
BR	ブラジル	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア共和国	TR	トルコ
BY	ベラルーシ	GW	ギニア・ビサウ	ML	マリ	TT	トリニダード・トバゴ
CA	カナダ	HR	クロアチア	MN	モンゴル	TZ	タンザニア
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	MR	モーリタニア	UA	ウクライナ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MW	マラウイ	UG	ウガンダ
CH	スイス	IE	アイルランド	MX	メキシコ	US	米国
CI	コートジボアール	IL	イスラエル	MZ	モザンビーク	UZ	ウズベキスタン
CM	カメルーン	IN	インド	NE	ニジェール	VN	ヴェトナム
CN	中国	IS	アイスランド	NL	オランダ	YU	ユーゴスラヴィア
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NO	ノールウェー	ZA	南アフリカ共和国
CU	キューバ	JP	日本	NZ	ニュージーランド	ZW	ジンバブエ
CY	キプロス	KE	ケニア	PL	ポーランド		
CZ	チェコ	KG	キルギスタン	PT	ポルトガル		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	RO	ルーマニア		
DK	デンマーク	KR	韓国				

## 明 細 書

クロック生成回路、シリアル／パラレル変換装置及び  
パラレル／シリアル変換装置並びに半導体装置

## 5 [技術分野]

本発明は、PLLを使用して多相のクロック信号を生成するクロック生成回路、シリアル／パラレル変換装置及びパラレル／シリアル変換装置並びに半導体装置に関する。

## 10 [背景技術]

一般に、低電圧差動信号（LVDS：Low Voltage Differential Signal）を用いるトランスミッタとレシーバとの間では、データ信号とクロック信号が別々に伝送される場合がある。この場合、クロック信号の立ち上がりはデータの変化と必ず一致するようになっている。従って、特にレシーバにおいて、データ信号とクロック信号とのタイミングが合うように、クロック信号を生成することが要求される。

図10は一般的なトランスミッタとレシーバを示すブロック図である。図11は、トランスミッタ71からレシーバ72に転送される送信クロックとシリアルデータとを示している。図11に示すシリアルデータは、送信クロックの1周期内に転送されるデータを例えば7ビット含んでいる。即ち、シリアルデータは送信クロックの周波数の7倍の伝送レートとなるので、送信クロックの周波数が65MHzであれば、シリアルデータの伝送レートは455Mbpsとなる。

まず、トランスミッタ71の動作について説明する。トランスミッタ71に入力されたクロック信号は、PLLブロック77において7倍に逡倍される。トランスミッタ71に入力されたパラレルデータは、パラレル／シリアル変換ブロック79において、この7逡倍されたサンプリングクロックに基づいて図

1 1に示すシリアルデータに変換され、L V D S出力セル7 3からL V D S信号としてレシーバ7 2に送られる。L V D S出力セル7 4からは、図1 1に示す送信クロックが出力される。この送信クロックは、7 通倍されたサンプリングクロックを1 / 7 分周することが好ましいが、入力クロック信号をそのまま出力しても良い。

次に、レシーバ7 2の動作について説明する。レシーバ7 2に入力されたクロック信号は、L V D S入力セル7 6を介してP L Lブロック7 8に送られ、ここで7 倍に通倍される。一方、レシーバ7 2に入力されたシリアルデータは、L V D S入力セル7 5を介してシリアル/パラレル変換ブロック8 0に送られ、7 通倍されたサンプリングクロックに基づいてパラレルデータに変換される。

なお、トランスミッタ7 1及びレシーバ7 2において、入力クロック周波数の7 倍の周波数を有するサンプリングクロックをP L Lで生成するかわりに、入力クロック信号の周期を7 等分した時間だけ位相のずれた7 相のクロック信号をP L Lで生成し、その7 相のクロック信号をサンプリングクロックとして用いても良い（特開平9 - 7 4 3 3 9号など参照）。

上述のデータ転送方式においては、クロック信号とデータ信号との同期をとるために、L V D S出力のクロック信号の立ち上がりと、データ信号の変化点とが、必ず一致するように動作する必要がある。トランスミッタ7 1に入力されるクロック信号の周期が変動した場合にも、クロック信号の立ち上がりとデータ信号の変化点とは必ず一致しなければならない。

図1 2は、図1 0のレシーバにおいて、クロック信号を生成するために用いられるP L L回路、即ち、従来のクロック生成回路を示すブロック図である。電圧制御発振器（V C O）9 4は、制御電圧に従った周波数で発振して出力クロック信号を生成する。位相比較器9 1において、V C O 9 4が生成した出力クロック信号の位相を入力クロック信号の位相と比較し、その位相差に応じた誤差信号を発生する。この誤差信号は、チャージポンプ9 2とローパスフィルタ（L P F）9 3とで積分され、制御電圧としてV C O 9 4に印加される。

5       なお、図 1 2 に示す P L L 回路にて 7 相のサンプリングクロックを生成するには、V C O 9 4 が 7 段の差動バッファから成るリング・オシレーターにて構成され、その各段の差動バッファの出力に基づいて 7 相のサンプリングクロックが得られる。そして、最終段の差動バッファの出力が位相比較器 9 1 にフィードバックされる。

      ところで、E M I ノイズを低減できるクロック信号を生成するために、スプレッドスペクトラムと呼ばれる方法がある。この方法は、クロック信号の周波数を故意に変動させて、周波数の分布を広げるというものである。

10       図 1 3 は、従来のクロック生成回路における、入力クロック信号の周期の変動に対する出力クロック信号の追従性を示す図である。入力クロック信号の周期が、スプレッドスペクトラム法に従い 1 5 n s から 1 4 n s に変化しても、クロック生成回路の出力クロック信号はすぐに追従できず、遅延を伴いながら 1 5 n s から 1 4 . 5 n s へとゆっくり変化する。この時、入力クロック信号と出力クロック信号との位相差は 1 . 5 n s にも達する。

15       入力クロック信号の周期が 1 4 n s である場合には、送受信に用いられるシリアルデータにおける 1 ビットのデータの時間幅は 2 n s となる。このとき、クロック生成回路からの出力クロック信号との位相差が 1 . 5 n s もあると、シリアルデータ信号とクロック生成回路から出力されたクロック信号との時間的なマージンが 0 . 5 n s しかなくなってしまう。

20       L V D S を用いたデータ転送においては、送信クロックの立ち上がりとデータの変化点とが必ず一致するように送受信しなければならないので、このようにクロック生成回路の入力クロック信号と出力クロック信号との間に大きな位相差が発生することは問題である。

25       また、入力クロック信号にはジッタと称される位相ずれも生ずる。この位相差は 3 0 0 ~ 4 0 0 p s 程度であるが、V C O の出力はこのジッタにも追従できないという問題があった。

      本発明の目的は、入力クロック信号の周期が変化しても、その変化に直ちに

追従した多相の出力クロック信号を生成するクロック生成回路、それを用いたシリアル／パラレル変換装置及びパラレル／シリアル変換装置並びに半導体装置を提供することである。

5      〔発明の開示〕

入力クロック信号に基づいて多相の出力クロック信号を発生する本発明の一態様に係るクロック生成回路は、

制御電圧に従って周波数が変化する出力信号を発振する電圧制御発振器と、

前記入力クロック信号の位相と前記電圧制御発振器の前記出力信号の位相と  
10      を比較し、その位相差を検出する位相比較器と、

前記位相比較器にて検出される前記位相差に応じた前記制御電圧を生成する  
制御電圧生成回路と、

前記制御電圧に従って前記入力クロック信号を遅延させることにより、前記  
多相の出力クロック信号を発生する可変遅延回路と、

15      を有することを特徴とする。

本発明の一態様によれば、多相の出力クロック信号は、電圧制御発振器から  
出力されるのではなく、その電圧制御発振器に印加される制御電圧と同じ電圧  
によって遅延量が定められる可変遅延回路により出力される。この可変遅延回  
路は、制御電圧によって決定される遅延量だけ入力クロック信号を遅延させる  
20      ものであるので、入力クロック信号の周期の変化に直ちに追従した多相の出力  
クロック信号を生成できる。

ここで、前記電圧制御発振器は、リング状に接続された複数の差動バッファ  
回路を含むことができる。一方、前記可変遅延回路は、前記電圧制御発振器に  
含まれる前記複数の差動バッファ回路の各々とそれぞれ同一構成を有する複数  
25      の差動バッファ回路を含むことができる。そして、前記電圧制御発振器が $n$ 個  
の前記差動バッファ回路を有する場合、前記可変遅延回路は少なくとも $2n$ 個  
の前記差動バッファ回路を有する。こうすると、入力クロック信号の1周期( $T$ )

をほぼ  $n$  分割した位相差 ( $T/n$ ) を有する  $n$  相の出力クロック信号を生成できる。

この多相の出力クロック信号は、前記少なくとも  $2n$  個の差動バッファ回路のうちの奇数番目の各差動バッファ回路からの出力に基づいて生成されてもよい、あるいは偶数番目の各差動バッファ回路からの出力に基づいて生成されてもよい。

また、電圧制御発振器と可変遅延回路とが同一の半導体基板上に形成されていることが好ましい。こうすると、電圧制御発振器と可変遅延回路とを構成する各差動バッファ回路間の素子のばらつきが相殺され、入力クロック信号の周期変化への追従性を高めることができる。

本発明の他の態様は、上述したクロック生成回路を含んで構成されるシリアル／パラレル変換装置及びパラレル／シリアル変換装置である。これらの変換に必要なサンプリングクロックとして多相の出力クロック信号を用いれば、入力クロック信号の周期の変化に直ちに追従させて、サンプリングクロックの立ち上がりとデータの変化とを一致させることが可能となる。

本発明のさらに他の態様は、シリアル／パラレル変換装置またはパラレル／シリアル変換装置に用いられる電圧制御発振器と可変遅延回路とが、同一の半導体基板上に形成されていることを特徴とする半導体装置である。この半導体装置は、精度の高いシリアル／パラレル変換またはパラレル／シリアル変換を実施することができる。

#### [図面の簡単な説明]

図 1 は、本発明の一実施の形態に係るクロック生成回路のブロック図である。

図 2 は、図 1 に示すクロック生成回路に使用する VCO の回路構成例を示す図である。

図 3 は、図 1 に示すクロック生成回路に使用するディレイ回路の回路構成例を示す図である。

図４は、図２に示すＶＣＯ及び図３に示すディレイ回路に使用する差動増幅回路の例を示す回路図である。

図５は、入力クロック信号と、図３に示すディレイ回路から出力される多相の出力クロック信号との関係を表す図である。

5 図６は、図１に示すクロック生成回路に使用するディレイ回路の他の回路構成例を示す図である。

図７は、入力クロック信号と図６に示すディレイ回路から出力される多相の出力クロック信号との関係を表す図である。

図８は、図２に示すＶＣＯの動作を説明するための波形図である。

10 図９は、入力クロック信号の周期の変化に対するＶＣＯとディレイ回路の出力の追従性を表す図である。

図１０は、一般的なトランスミッタとレシーバを示すブロック図である。

図１１は、トランスミッタからレシーバに転送される送信クロックとシリアルデータの波形を示す図である。

15 図１２は、従来のクロック生成回路のブロック図である。

図１３は、従来のクロック生成回路における入力クロック信号の周期の変動に対する出力クロック信号の追従性を示す図である。

[発明を実施するための最良の形態]

20 以下、図面に基づいて、本発明の実施の形態について説明する。図１は、本発明の第１の実施の形態に係るクロック生成回路のブロック図である。なお、図１に示すクロック生成回路は、図１０に示すトランスミッタ７１のＰＬＬブロック７７及びレシーバ７２のＰＬＬブロック７８の双方に用いることができる。また、本実施の形態では、図１０に示すトランスミッタ７１はＩＣチップ  
25 に搭載され、同様に図１０に示すレシーバ７２は他のＩＣチップに搭載されている。そして、図１０に示すトランスミッタ７１は例えばノート型パーソナルコンピュータ本体に搭載され、そのノート型パーソナルコンピュータの液晶表



示部側に図 10 に示すレシーバ 72 が搭載されている。

図 1 において、VCO（電圧制御発振器）14 は、制御電圧に従った周波数で発振する。位相比較器 11 は、VCO 14 の出力信号の位相を入力クロック信号の位相と比較して位相差を検出するもので、その位相差に応じた誤差信号を発生する。この誤差信号は、チャージポンプ 12 と LPF（ローパスフィルタ）13 で積分される。この LPF 13 からの電圧が、制御電圧として VCO 14 及びディレイ回路 15 に印加される。

なお、本実施の形態では、クロック生成回路の出力は、ディレイ回路 15 より出力される後述する多相のクロック信号であり、VCO 14 の出力は位相比較器 11 に戻し入力されるだけである。また、チャージポンプ 12 及び LPF 13 は、位相比較器 11 にて検出される位相差に応じて上述の制御電圧を生成する制御電圧生成回路を構成するものである。本実施の形態では、チャージポンプ 12 は、位相比較器 11 からの信号に基づき、容量に対する電荷のチャージ量、ディスチャージ量を調整して、出力電圧を調整するものである。

図 2 は、VCO 14 の回路構成例を示す図である。この VCO 14 は、複数の差動バッファ回路をリング状に接続して成るリング・オシレーターにて構成され、ここでは説明の便宜上 3 つの差動バッファ回路 21、22、23 を使用するものとする。なお、図 11 に示すように、入力クロック信号の 1 周期に 7 ビットデータを含む場合には、リング・オシレーターを構成する差動バッファ回路の数は 7 となる。また、最終段の差動バッファ回路 23 の出力には、差動信号を通常の信号に変換するための出力バッファ回路 24 が接続されている。この出力バッファ回路 24 の出力が位相比較器 11 に戻し入力される。

差動バッファ回路 21、22、23 の各々は、例えば、図 4 に示す回路を用いて構成できる。図 4 に示す符号 Q1～Q3 は P チャネルのトランジスタを示し、符号 Q4～Q7 は N チャネルのトランジスタを示している。差動バッファ回路には、高電位側の電源電位 VDD と低電位側の電源電位 VSS が供給されているが、この内の一方はアース電位でもよい。トランジスタ Q1 のゲートにはバ

イアス電圧（LPF 13からの制御電圧）が印加されており、このバイアス電圧によってトランジスタQ1のオン抵抗が変化して、入力から出力までの遅延時間が変化することによりVCOの発振周波数が変化する。

図3は、ディレイ回路15の回路構成例を示す図である。ディレイ回路15は、LPF 13からの制御電圧で決定される遅延時間だけ、入力クロック信号を遅延させた3相の出力クロック信号を生成するものである。このディレイ回路15は、VCO 14に使用した図4に示すものと同じ構成の差動バッファ回路31～36を有する。この差動バッファ回路31～36の各々においても、図4に示すトランジスタQ1のゲートにはバイアス電圧（LPF 13からの制御電圧）が印加されており、このバイアス電圧によってトランジスタQ1のオン抵抗が変化して、入力から出力までの遅延時間が可変となる。従って、差動バッファ回路31～36の各々は、入力クロック信号を順次遅延させることになる。

さらにディレイ回路15は、VCO 14に使用した図4に示すものと同じ構成の差動バッファ回路を、VCO 14の使用数の倍の数だけ使用している。すなわち、VCO 14では3つの差動バッファ回路21～23を設けたのに対して、ディレイ回路15は、その倍数である少なくとも6つの差動バッファ回路31～36を有する。

また、図3に示すように、6つの差動バッファ回路31～36のうちの偶数段目の各差動バッファ回路32，34，36の出力線には、出力された差動信号を通常の信号に変換するための出力バッファ回路37，38，39の一つが接続されている。この出力バッファ回路37，38，39からは、図5に示すように、入力クロック信号の周期Tを3等分した時間（ $T/3$ ）だけ順次遅延された第1相～第3相の出力クロック信号を得ることができる。

図3のディレイ回路15を図6に示すように構成することもできる。図6では、6つの差動バッファ回路31～36のうちの奇数段目の各差動バッファ回路31，33，35の出力線に、出力された差動信号を通常の信号に変換する

ための出力バッファ回路 37, 38, 39 の一つが接続されている。出力バッファ回路 37 からは、図 7 に示すように、入力クロック信号から ( $T/6$ ) だけ遅延された第 1 相の出力クロック信号が得られ、第 1, 第 2 相の出力クロック信号間と、第 2, 第 3 相の出力クロック信号間の遅延量はそれぞれ ( $T/3$ ) となる。なお、図 6 では差動バッファ回路 36 の出力は不使用となるが、各差動バッファ 31 ~ 35 の出力負荷を同じとするために、差動バッファ 35 の出力線に差動バッファ 36 が接続されている。

ここで、図 4 に示すバイアス電圧 ( $VCO14$ , ディレイ回路 15 への制御電圧) が一定であり、図 2 及び図 3 に示された各々の差動バッファ回路の製造時ばらつきがないと仮定すると、図 2 及び図 3 に示された各々の差動バッファ回路での信号遅延量を  $T_{pd}$  で一定となる。

また、図 2 に示す  $VCO14$  にて 1 周期分の出力クロック信号を取り出すには、リング接続された 3 段の差動バッファ回路 21 ~ 23 を 2 周する必要がある。すなわち、図 2 に示す差動バッファ回路 21 からの出力クロック A の立ち上がりは、図 8 に示すように入力クロック信号より遅延時間  $T_{pd}$  だけ遅れる。同様に、図 2 に示す差動バッファ回路 22 からの出力クロック B の立ち上がりは、図 8 に示すように出力クロック A よりも遅延時間  $T_{pd}$  だけ遅れる。さらに、図 2 に示す差動バッファ回路 23 からの出力クロック C の立ち上がりは、図 8 に示すように出力クロック B よりも遅延時間  $T_{pd}$  だけ遅れる。各出力クロック A ~ C の立ち下りの位相差も同様である。すなわち、 $VCO14$  の差動バッファの段数を  $n$  としたとき、入力クロック信号の 1 周期  $T = 2 \times n \times T_{pd}$  の関係となる。

よって、入力クロック信号の周期  $T$  を  $n$  分割した時間を位相差とする  $n$  相の出力クロック信号が得たいのであれば、ディレイ回路 15 では、 $VCO14$  に使用したのと同じ構成の差動バッファ回路を、 $VCO14$  の使用個数  $n$  の倍の個数  $2n$  が少なくとも必要となる。

上記のように、 $VCO14$  とディレイ回路 15 を構成する各差動バッファ回

路を図4に示すものと同一の構成とし、さらにVCO14への制御電圧をディレイ回路15にも印加することにより、ディレイ回路15の遅延時間を入力クロック信号に合わせて制御することができる。さらに、VCO14とディレイ回路15を同一の半導体基板上に作成することにより、素子のバラツキを相殺し、環境温度を共通にして、これらの回路の動作の追従性を高めることが可能となる。

図1に示すように、VCO14は、位相比較器11、チャージポンプ12、LPF13と組み合わされてPLLを構成している。入力クロック信号の周期が変化すると、ループ内の回路要素の遅延時間により、入力クロック信号の周期の変化に追従するまでに一定の時間がかかる。このため、入力クロック信号と出力クロック信号の周期誤差が積分されて、位相誤差が累積的に大きくなる。一方、ディレイ回路15の遅延時間にはVCO14の遅延時間と同様の誤差が生じるものの、ディレイ回路15には入力クロック信号が直接供給され、その入力クロック信号を制御電圧に従って決定される遅延量だけ遅延させるものであるから、入力クロック信号の位相の変化に直ちに追従できる。

図9は、入力クロック信号の周期変化に対するVCO14とディレイ回路15の出力の追従性を表した図である。図9の横軸は時間(t)を示し、縦軸は入力クロック信号の周期(T)を示している。入力クロック信号の周期(T)が時刻t1において15nsから14nsに変化した場合に、VCO14の出力における周期の中心値は、遅延時間後の時刻t2から入力クロック信号に追従を始める。しかしながら、時刻t2において直ちに入力クロック信号に追従するのではなく、一定の時間をかけて入力クロック信号に追従しようとする。これに対し、ディレイ回路15の出力における周期の中心値は、遅延時間後の時刻t2において直ちに入力クロック信号に追従する。

従って、ディレイ回路15からの多相の出力クロック信号をサンプリングクロックとして、図10に示すパラレル／シリアル変換ブロック79にてパラレル／シリアル変換を実施すれば、入力クロック信号の周期の変化に直ちに追従

して、パラレルデータのサンプリングをすることができる。同様に、ディレイ回路 15 からの多相の出力クロック信号をサンプリングクロックとして、図 10 に示すシリアル／パラレル変換ブロック 80 にてシリアル／パラレル変換を実施すれば、入力クロック信号の周期の変化に直ちに追従して、シリアルデータ

5      タをパラレル変換することができる。

## 請 求 の 範 囲

1. 入力クロック信号に基づいて多相の出力クロック信号を発生するクロック生成回路であって、

- 5        制御電圧に従って周波数が増加する出力信号を発振する電圧制御発振器と、  
前記入力クロック信号の位相と前記電圧制御発振器の前記出力信号の位相とを比較し、その位相差を検出する位相比較器と、

前記位相比較器にて検出される前記位相差に応じた前記制御電圧を生成する制御電圧生成回路と、

- 10       前記制御電圧に従って前記入力クロック信号を遅延させることにより、前記多相の出力クロック信号を発生する可変遅延回路と、

を有することを特徴とするクロック生成回路。

2. 請求項 1 において、

- 15       前記電圧制御発振器は、リング状に接続された複数の差動バッファ回路を含むことを特徴とするクロック生成回路。

3. 請求項 2 において、

前記可変遅延回路は、前記電圧制御発振器に含まれる前記複数の差動バッファ回路の各々とそれぞれ同一構成を有する複数の差動バッファ回路を含むことを特徴とするクロック生成回路。

- 20       4. 請求項 3 において、

前記電圧制御発振器が  $n$  個の前記差動バッファ回路を有し、前記可変遅延回路が少なくとも  $2n$  個の前記差動バッファ回路を有することを特徴とするクロック生成回路。

5. 請求項 4 において、

- 25       前記多相の出力クロック信号は、前記少なくとも  $2n$  個の差動バッファ回路のうちの奇数番目の各差動バッファ回路からの出力に基づいて生成されることを特徴とするクロック生成回路。

6. 請求項 4 において、

前記多相の出力クロック信号は、前記少なくとも  $2n$  個の差動バッファ回路のうちの偶数番目の各差動バッファ回路からの出力に基づいて生成されることを特徴とするクロック生成回路。

5 7. 請求項 3 乃至 6 のいずれかにおいて、

前記電圧制御発振器と前記可変遅延回路が、同一の半導体基板上に形成されていることを特徴とするクロック生成回路。

8. 入力クロック信号に従って入力されるシリアルデータをパラレルデータに変換するシリアル／パラレル変換装置において、

10 前記シリアルデータをサンプリングクロックに従って前記パラレルデータに変換するシリアル／パラレル変換ブロックと、

前記入力クロック信号に基づいて多相の出力クロック信号を発生し、前記多相の出力クロック信号を前記サンプリングクロックとして前記シリアル／パラレル変換ブロックに供給するクロック生成回路と、

15 を有し、

前記クロック生成回路は、

制御電圧に従って周波数が増加する出力信号を発振する電圧制御発振器と、

前記入力クロック信号の位相と前記電圧制御発振器の前記出力信号の位相とを比較し、その位相差を検出する位相比較器と、

20 前記位相比較器にて検出される前記位相差に応じた前記制御電圧を生成する制御電圧生成回路と、

前記制御電圧に従って前記入力クロック信号を遅延させることにより、前記多相の出力クロック信号を発生する可変遅延回路と、

を有することを特徴とするシリアル／パラレル変換装置。

25 9. 請求項 8 において、

前記シリアルデータは前記入力クロック信号の 1 周期の間に  $n$  ビット分転送され、

前記電圧制御発振器は、リング状に接続された  $n$  個の差動バッファ回路を含み、

前記可変遅延回路は、前記電圧制御発振器に含まれる前記  $n$  個の差動バッファ回路の各々とそれぞれ同一構成を有する少なくとも  $2n$  個の差動バッファ回路を含むことを特徴とするシリアル／パラレル変換装置。

10 10. 請求項 9 に記載の前記電圧制御発振器と前記可変遅延回路が、同一の半導体基板上に形成されていることを特徴とする半導体装置。

11. 入力クロック信号に従って入力されるパラレルデータをシリアルデータに変換するパラレル／シリアル変換装置において、

10 前記パラレルデータをサンプリングクロックに従って前記シリアルデータに変換するパラレル／シリアル変換ブロックと、

前記入力クロック信号に基づいて多相の出力クロック信号を発生し、前記多相の出力クロック信号を前記サンプリングクロックとして前記パラレル／シリアル変換ブロックに供給するクロック生成回路と、

15 を有し、

前記クロック生成回路は、

制御電圧に従って周波数が増減する出力信号を発生する電圧制御発振器と、

前記入力クロック信号の位相と前記電圧制御発振器の前記出力信号の位相とを比較し、その位相差を検出する位相比較器と、

20 前記位相比較器にて検出される前記位相差に応じた前記制御電圧を生成する制御電圧生成回路と、

前記制御電圧に従って前記入力クロック信号を遅延させることにより、前記多相の出力クロック信号を発生する可変遅延回路と、

を有することを特徴とするパラレル／シリアル変換装置。

25 12. 請求項 11 において、

前記シリアルデータは前記入力クロック信号の 1 周期の間に  $n$  ビット分転送され、



前記電圧制御発振器は、リング状に接続された  $n$  個の差動バッファ回路を含み、

前記可変遅延回路は、前記電圧制御発振器に含まれる前記  $n$  個の差動バッファ回路の各々とそれぞれ同一構成を有する少なくとも  $2n$  個の差動バッファ回路を含むことを特徴とするパラレル／シリアル変換装置。

13. 請求項 12 に記載の前記電圧制御発振器と前記可変遅延回路が、同一の半導体基板上に形成されていることを特徴とする半導体装置。

FIG. 1

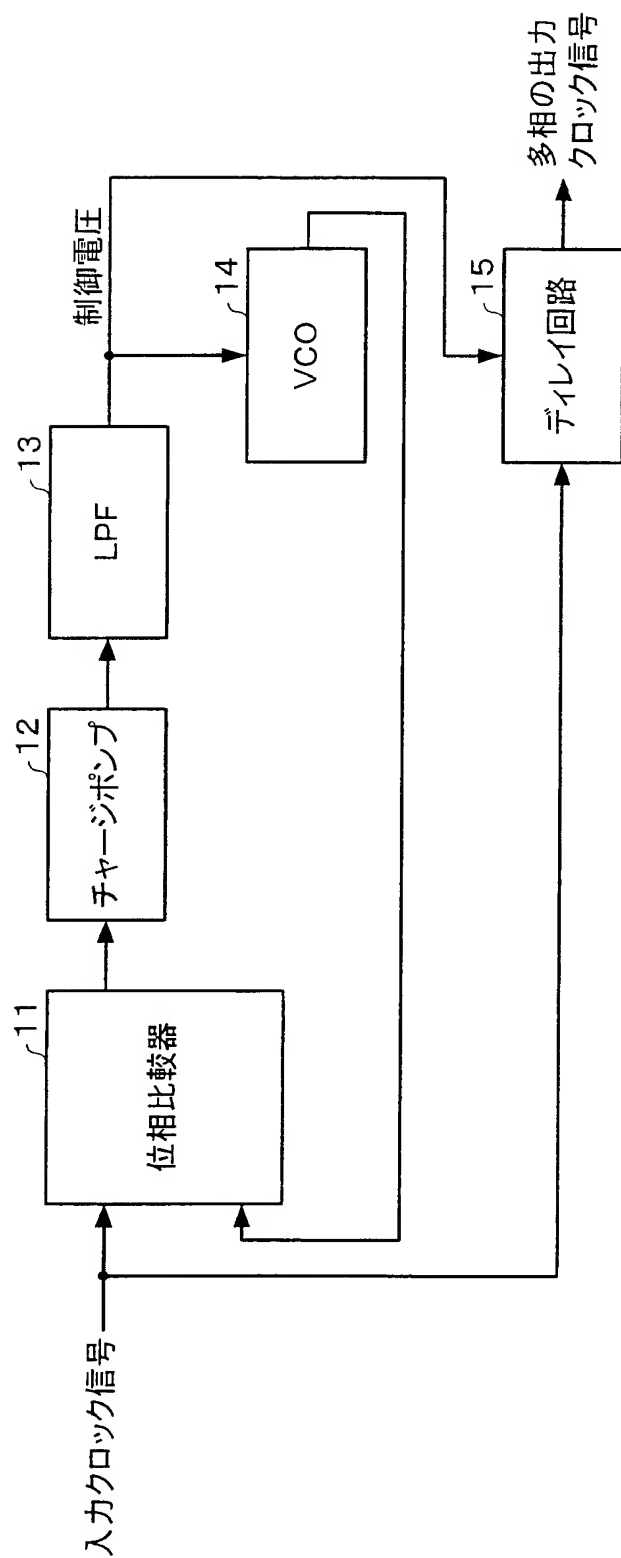
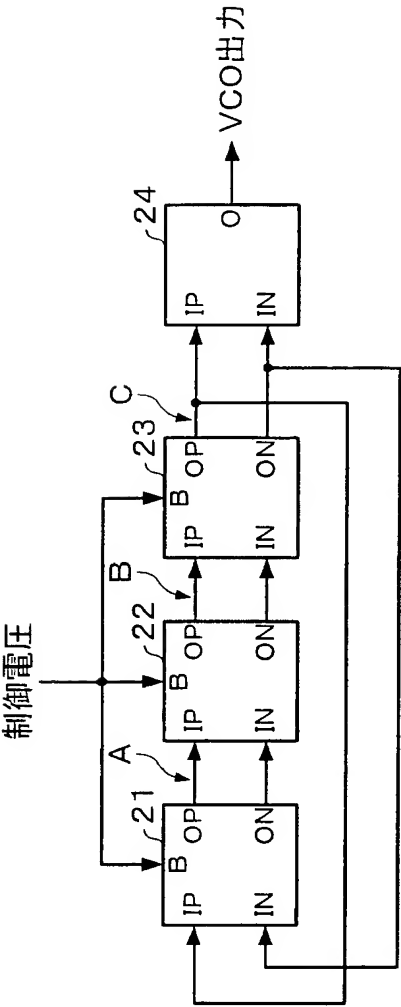
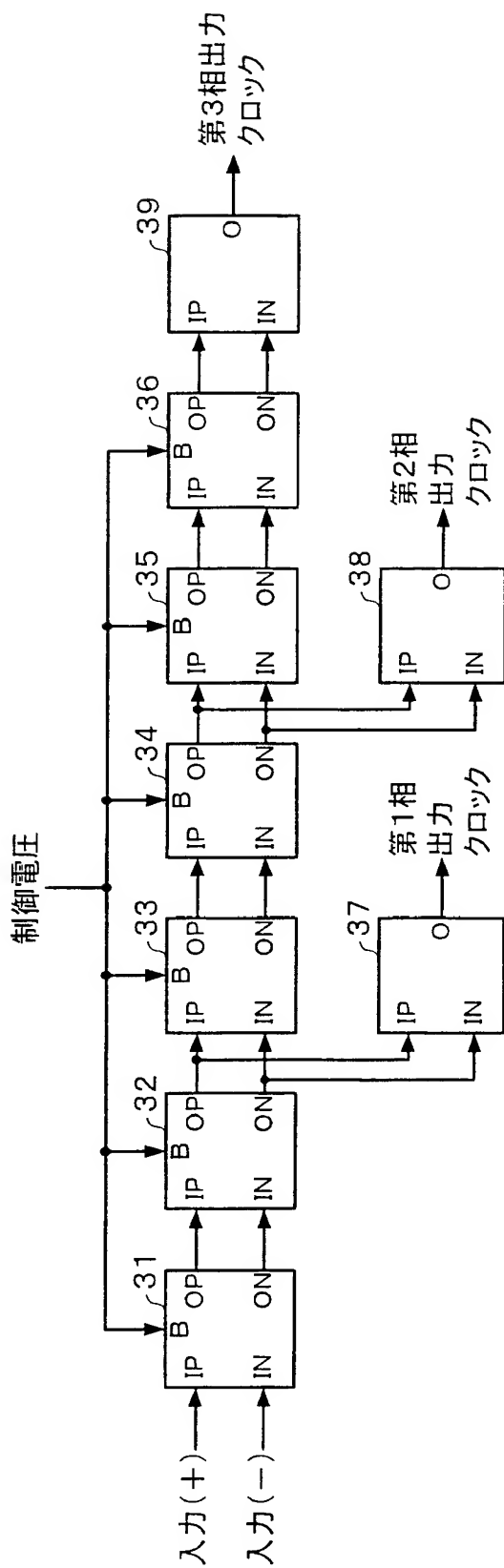


FIG. 2



**FIG. 3**



4/13

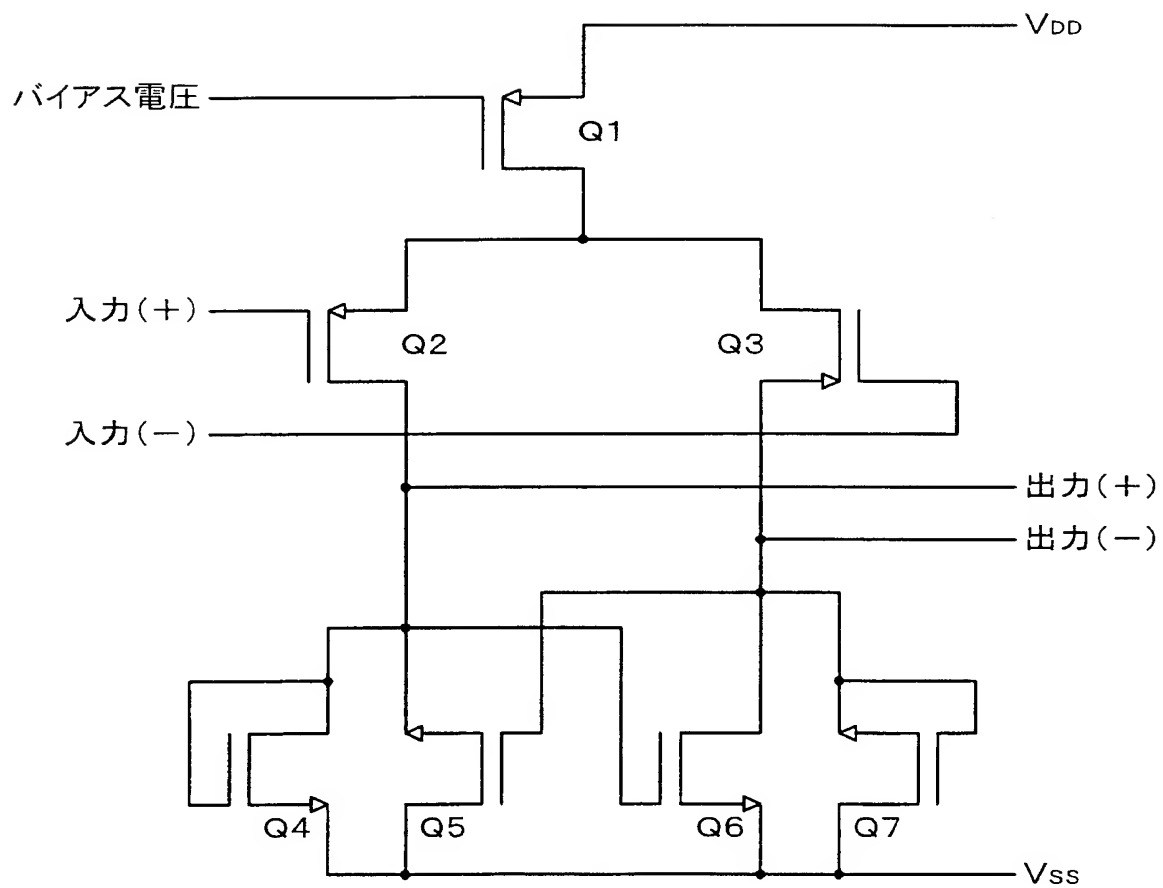
**FIG. 4**

FIG. 5

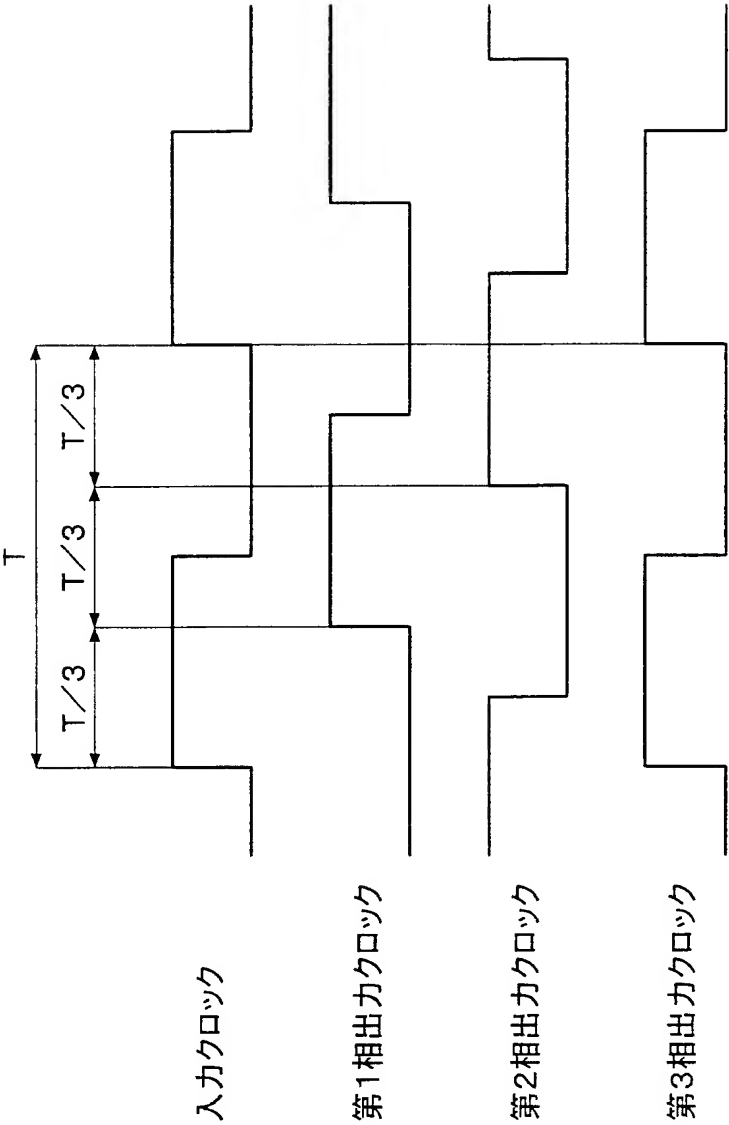


FIG. 6

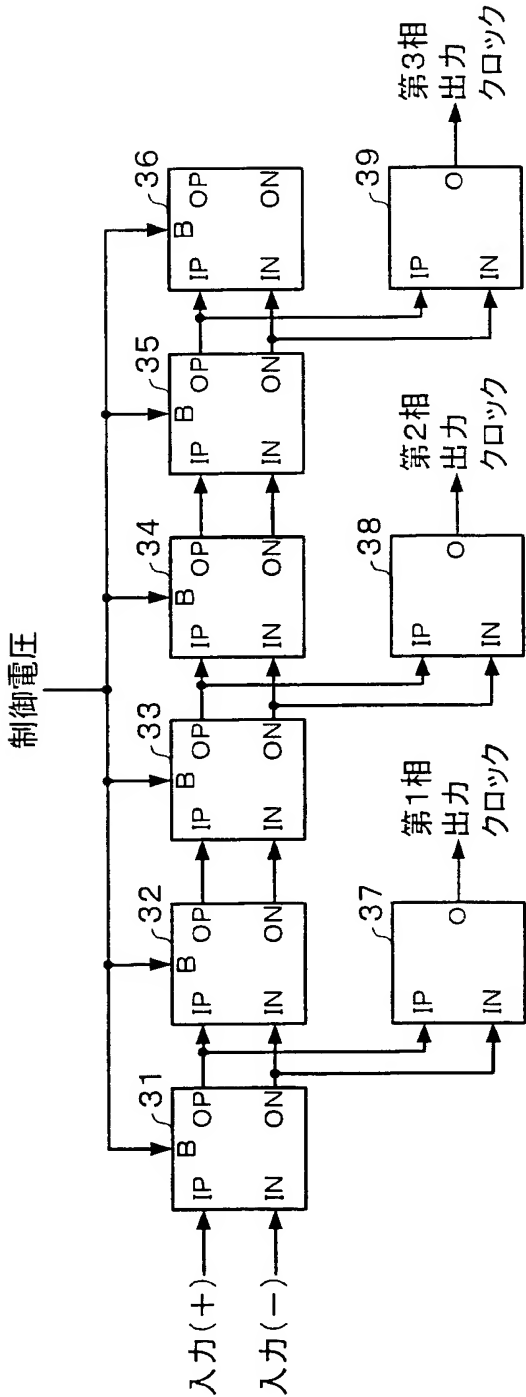


FIG. 7

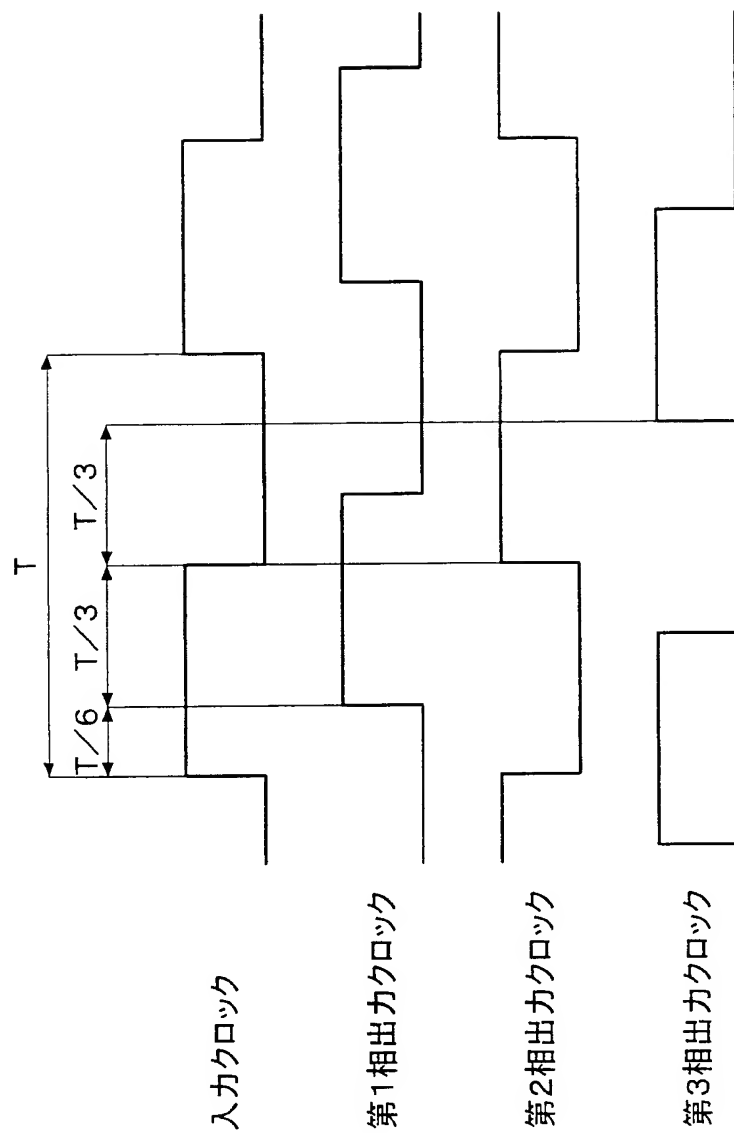
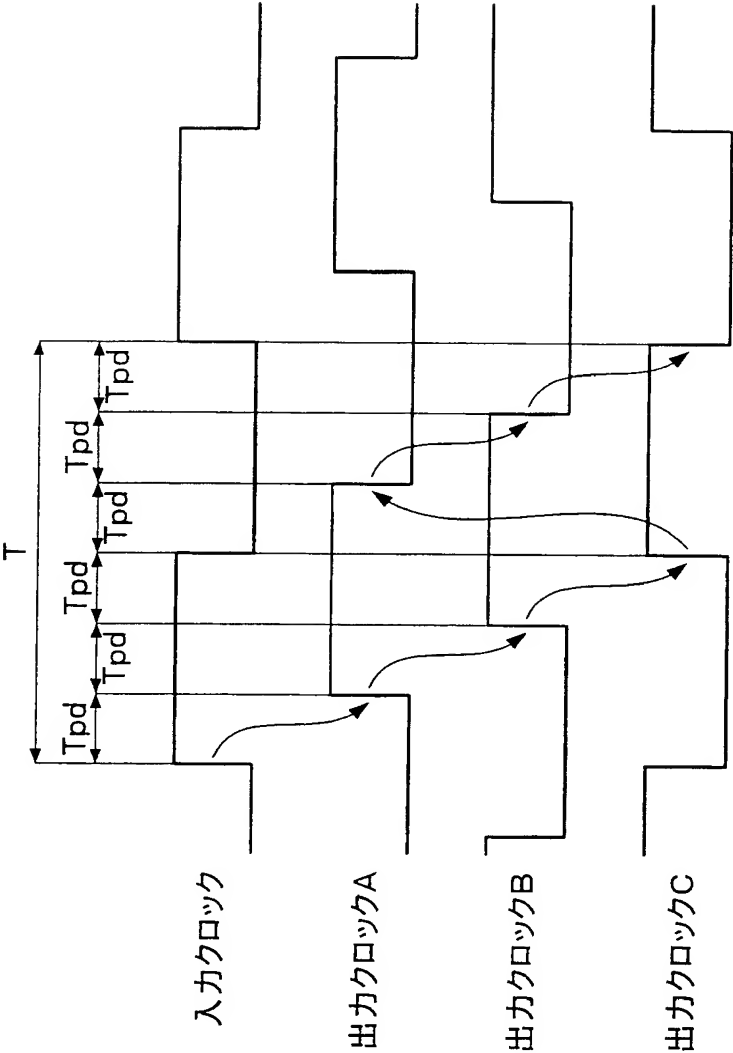




FIG. 8



9/13

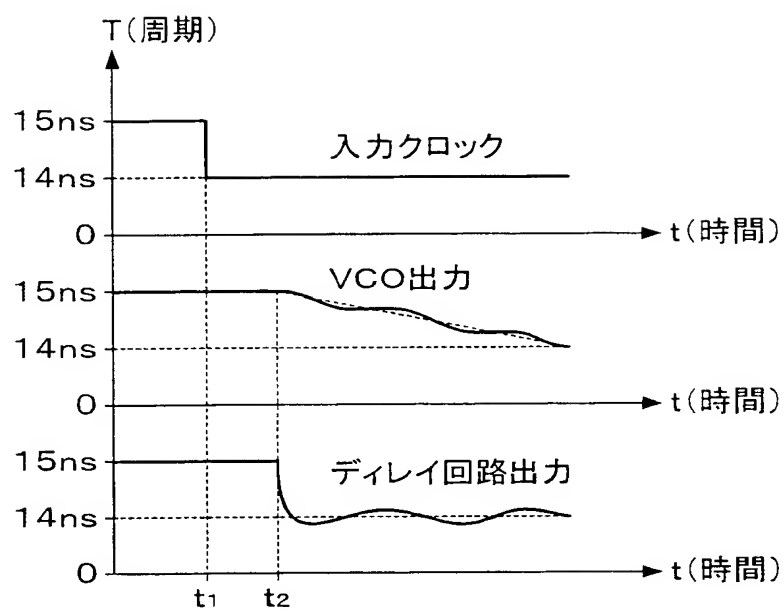
**FIG. 9**

FIG. 10

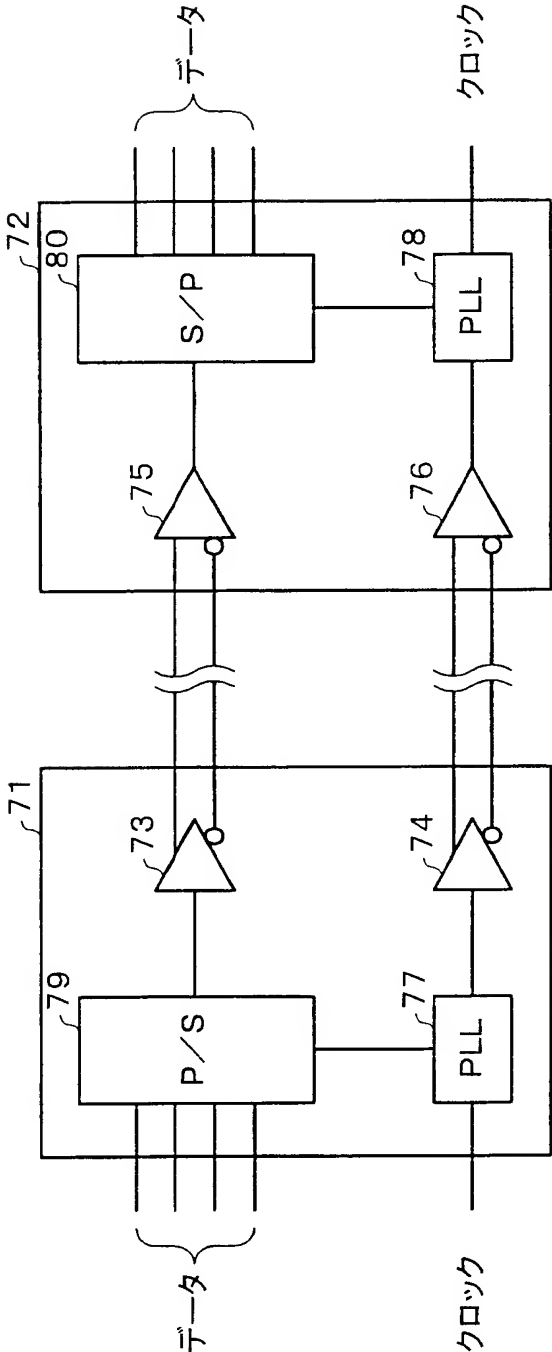
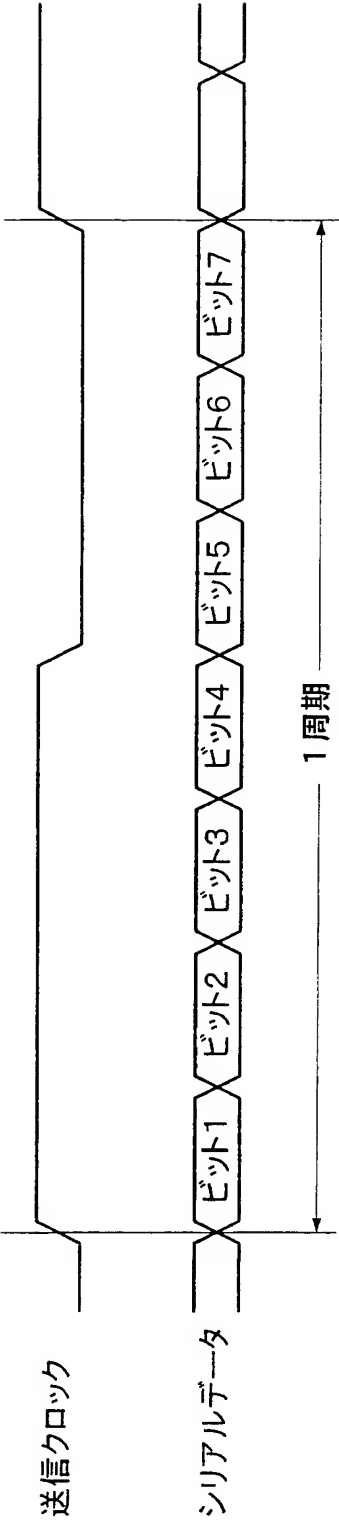


FIG. 11



12/13

FIG. 12

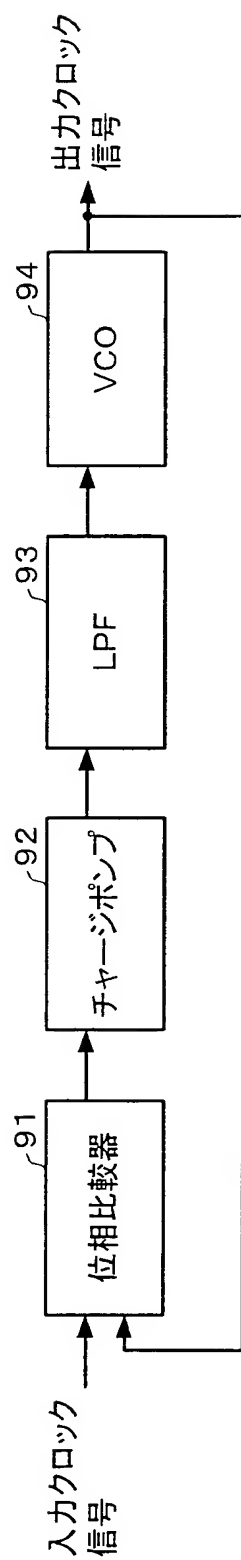
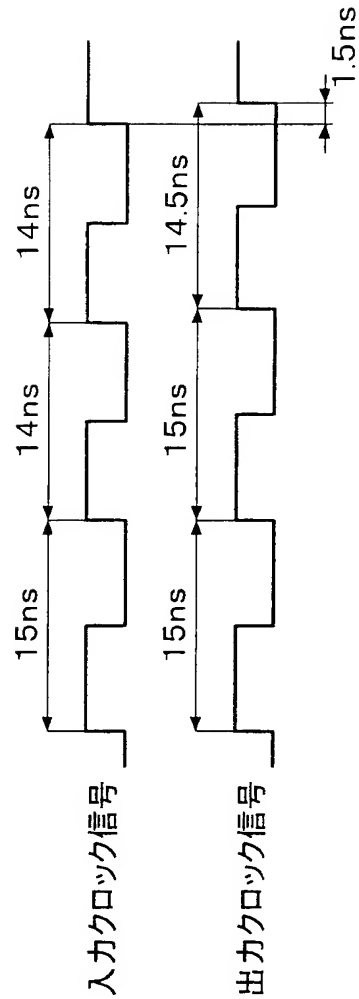


FIG. 13



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/02769

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> H03K 5/15, G06F 1/04, 310

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H03K 5/15, G06F 1/04, 310, H03K 3/03, H03K 5/13

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-2000

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP, 59-063822, A (Xerox Corporation), 11 April, 1984 (11.04.84), Figs. 1, 4, 8, and their explanations & US, 4494021, A1	1 - 13
Y	JP, 10-303743, A (VLSI Technology Inc.), 13 November, 1998 (13.11.98), Figs. 3, 20, and their explanations & US, 5614868, A1	1 - 13
Y	JP, 04-072910, A (Xerox Corporation), 06 March, 1992 (06.03.92), Figs. 1, 4, and their explanations (Family: none)	1 - 13
Y	JP, 60-101799, A (Sony Corporation), 05 June, 1985 (05.06.85), Figs. 1, 2, and their explanations (Family: none)	8 - 13

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
01 August, 2000 (01.08.00)Date of mailing of the international search report  
08 August, 2000 (08.08.00)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

<b>A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))</b> Int. Cl <sup>7</sup> H03K 5/15, G06F 1/04, 310			
<b>B. 調査を行った分野</b> 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl <sup>7</sup> H03K 5/15, G06F 1/04, 310, H03K 3/03, H03K 5/13			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1926 — 2000 日本国公開実用新案公報 1971 — 2000			
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)			
<b>C. 関連すると認められる文献</b>			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号	
Y	JP, 59—063822, A (ゼロックス・コーポレーション) 11.4月.1984 (11.04.84)第1, 4, 8図及びその説明 & US, 4494021, A1	1 - 13	
Y	JP, 10—303743, A (ヴィエルエスアイ テクノロジー インコーポレイテッド) 13.11月.1998 (13.11.98)第3, 20図及びその説明 & US, 5614868, A1	1 - 13	
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。			
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願 の日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献			
国際調査を完了した日 01.08.00		国際調査報告の発送日 08.08.00	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 有 泉 良 三 印 電話番号 03-3581-1101 内線 3556	



C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP, 04-072910, A (ゼロックス・コーポレーション) 06.3月.1992 (06.03.92)第1, 4図及びその説明 (ファミリーなし)	1 - 13
Y	JP, 60-101799, A (ソニー株式会社) 05.6月.1985 (05.06.85)第1, 2図及びその説明 (ファミリーなし)	8 - 13